



PCT

WORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION
International Bureau

INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT).

| | | |
|---|-----------|--|
| (51) International Patent Classification ⁶ : H04B 7/06 | A2 | (11) International Publication Number: WO 99/23766 (43) International Publication Date: 14 May 1999 (14.05.99) |
| (21) International Application Number: PCT/US98/21959 (22) International Filing Date: 16 October 1998 (16.10.98) (30) Priority Data: 60/063,794 31 October 1997 (31.10.97) US 08/167,422 6 October 1998 (06.10.98) US (71) Applicant: AT & T WIRELESS SERVICES, INC. [US/US]; 5000 Carillon Point, Kirkland, WA 98033 (US). (72) Inventor: ALAMOUTI, Siavash; 11415 Juanita Drive N.E., Kirkland, WA 98034 (US). (74) Agents: DWORETSKY, Samuel, H. et al.; AT & T Corp., P.O. Box 4110, Middletown, NJ 07748 (US). | | (81) Designated States: CA, JP, MX, European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). Published <i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i> |
| (54) Title: LOW COMPLEXITY MAXIMUM LIKELIHOOD DETECTION OF CONCATENATED SPACE CODES FOR WIRELESS APPLICATIONS (57) Abstract Good transmission characteristics are achieved in the presence of fading with a transmitter that employs a trellis coder followed by a block coder. Correspondingly, the receiver comprises a Viterbi decoder followed by a block decoder. Advantageously, the block coder and decoder employ time-space diversity coding which, illustratively, employs two transmitter antennas and one receiver antenna. | | |

BEST AVAILABLE COPY

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

| | | | | | | | |
|----|--------------------------|----|--|----|--|----|--------------------------|
| AL | Albania | ES | Spain | LS | Lesotho | SI | Slovenia |
| AM | Armenia | FI | Finland | LT | Lithuania | SK | Slovakia |
| AT | Austria | FR | France | LU | Luxembourg | SN | Senegal |
| AU | Australia | GA | Gabon | LV | Latvia | SZ | Swaziland |
| AZ | Azerbaijan | GB | United Kingdom | MC | Monaco | TD | Chad |
| BA | Bosnia and Herzegovina | GE | Georgia | MD | Republic of Moldova | TG | Togo |
| BB | Barbados | GH | Ghana | MG | Madagascar | TJ | Tajikistan |
| BE | Belgium | GN | Guinea | MK | The former Yugoslav Republic of Macedonia | TM | Turkmenistan |
| BF | Burkina Faso | GR | Greece | | | TR | Turkey |
| BG | Bulgaria | HU | Hungary | ML | Mali | TT | Trinidad and Tobago |
| BJ | Benin | IE | Ireland | MN | Mongolia | UA | Ukraine |
| BR | Brazil | IL | Israel | MR | Mauritania | UG | Uganda |
| BY | Belarus | IS | Iceland | MW | Malawi | US | United States of America |
| CA | Canada | IT | Italy | MX | Mexico | UZ | Uzbekistan |
| CF | Central African Republic | JP | Japan | NE | Niger | VN | Viet Nam |
| CG | Congo | KE | Kenya | NL | Netherlands | YU | Yugoslavia |
| CH | Switzerland | KG | Kyrgyzstan | NO | Norway | ZW | Zimbabwe |
| CI | Côte d'Ivoire | KP | Democratic People's Republic of Korea | NZ | New Zealand | | |
| CM | Cameroon | KR | Republic of Korea | PL | Poland | | |
| CN | China | KZ | Kazakhstan | PT | Portugal | | |
| CU | Cuba | LC | Saint Lucia | RO | Romania | | |
| CZ | Czech Republic | LI | Liechtenstein | RU | Russian Federation | | |
| DE | Germany | LK | Sri Lanka | SD | Sudan | | |
| DK | Denmark | LR | Liberia | SE | Sweden | | |
| EE | Estonia | | | SG | Singapore | | |

5

**Low Complexity Maximum Likelihood Detection Of Concatenated
Space Codes For Wireless Applications**

10 **Reference to Related Applications**

 This application claims the benefit of U.S. Provisional Application No. 60/063,794, filed October 31, 1997.

Background of the Invention

15 This invention relates to wireless communication and, more particularly, to techniques for effective wireless communication in the presence of fading and other degradations.

 The most effective technique for mitigating multipath fading in a wireless radio channel is to cancel the effect of fading at the transmitter by controlling the transmitter's power. That is, if the channel conditions are known at the transmitter (on one side of the link), then the transmitter can pre-distort the signal to overcome the effect of the channel at the receiver (on the other side). However, there are two fundamental problems with this approach. The first problem is the transmitter's dynamic range. For the transmitter to overcome an x dB fade, it must increase its power by x dB which, in most cases, is not practical because of radiation power limitations, and the size and cost of amplifiers. The second problem is that the transmitter does not have any knowledge of the channel as seen by the receiver (except for time division duplex systems, where the transmitter receives power from a known other transmitter over the same channel). Therefore, if one wants to control a transmitter based on channel characteristics, channel information has to be sent from the receiver to the transmitter, which results in throughput degradation and added complexity to both the transmitter and the receiver.

20
25
30

5 Other effective techniques are time and frequency diversity. Using time interleaving together with coding can provide diversity improvement. The same holds for frequency hopping and spread spectrum. However, time interleaving results in unnecessarily large delays when the channel is slowly varying. Equivalently, frequency diversity techniques are ineffective when the coherence
10 bandwidth of the channel is large (small delay spread).

 It is well known that in most scattering environments antenna diversity is the most practical and effective technique for reducing the effect of multipath fading. The classical approach to antenna diversity is to use multiple antennas at the receiver and perform combining (or selection) to improve the quality of the received signal.

15 The major problem with using the receiver diversity approach in current wireless communication systems, such as IS-136 and GSM, is the cost, size and power consumption constraints of the receivers. For obvious reasons, small size, weight and cost are paramount. The addition of multiple antennas and RF chains (or selection and switching circuits) in receivers is presently not be feasible. As a result,
20 diversity techniques have often been applied only to improve the up-link (receiver to base) transmission quality with multiple antennas (and receivers) at the base station. Since a base station often serves thousands of receivers, it is more economical to add equipment to base stations rather than the receivers

 Recently, some interesting approaches for transmitter diversity have been
25 suggested. A delay diversity scheme was proposed by A. Wittneben in "Base Station Modulation Diversity for Digital SIMULCAST," Proceeding of the 1991 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 41st), PP. 848-853, May 1991, and in "A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme For Linear Digital Modulation," in Proceeding of the 1993 IEEE International
30 Conference on Communications (IICC '93), PP. 1630-1634, May 1993. The proposal is for a base station to transmit a sequence of symbols through one antenna, and the same sequence of symbols –but delayed – through another antenna.

 U.S. patent 5,479,448, issued to Nambirajan Seshadri on December 26, 1995, discloses a similar arrangement where a sequence of codes is transmitted
35 through two antennas. The sequence of codes is routed through a cycling switch that directs each code to the various antennas, in succession. Since copies of the same

5 symbol are transmitted through multiple antennas at different times, both space and time diversity are achieved. A maximum likelihood sequence estimator (MLSE) or a minimum mean squared error (MMSE) equalizer is then used to resolve multipath distortion and provide diversity gain. See also N. Seshadri, J.H. Winters, "Two Signaling Schemes for Improving the Error Performance of FDD Transmission
10 Systems Using Transmitter Antenna Diversity," *Proceeding of the 1993 IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC 43rd), pp. 508-511, May 1993; and J. H. Winters, "The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading," *Proceeding of the 1994 ICC/SUPERCOMM*, New Orleans, Vol. 2, PP. 1121-1125, May 1994.

15 Still another interesting approach is disclosed by Tarokh, Seshadri, Calderbank and Naguib in U.S. application, serial number 08/847635, filed April 25, 1997 (based on a provisional application filed November 7, 1996), where symbols are encoded according to the antennas through which they are simultaneously transmitted, and are decoded using a maximum likelihood decoder. More
20 specifically, the process at the transmitter handles the information in blocks of M_1 bits, where M_1 is a multiple of M_2 , i.e., $M_1 = k * M_2$. It converts each successive group of M_2 bits into information symbols (generating thereby k information symbols), encodes each sequence of k information symbols into n channel codes (developing thereby a group of n channel codes for each sequence of k information
25 symbols), and applies each code of a group of codes to a different antenna.

Yet another approach is disclosed by Alamouti and Tarokh in U.S. application, serial number 09/074,224, filed May 5, 1998, and titled "Transmitter Diversity Technique for Wireless Communications" where symbols are encoded using only negations and conjugations, and transmitted in a manner that employs
30 channel diversity.

Still another approach is disclosed by the last-mentioned inventors in a US application filed July 14, 1998, based on provisional application 60/052,689 filed July 17, 1997, titled "Combined Array Processing and Space-Time Coding" where symbols are divided into groups, where each group is transmitted over a separate
35 group of antennas and is encoded with a group code C that is a member of a product code.

5

Summary

An advance in the art is realized with a transmitter that employs a trellis coder followed by a block coder. Correspondingly, the receiver comprises a Viterbi decoder followed by a block decoder. Advantageously, the block coder and decoder
10 employ time-space diversity coding which, illustratively, employs two transmitter antennas and one receiver antenna.

Brief Description of the Drawings

FIG. 1 presents a block diagram of an embodiment in conformance with the
15 principles of this invention.

Detail Description

FIG. 1 presents a block diagram of an arrangement comporting with the principles of this invention. It comprises a trellis code modulation (TCM) encoder
20 10 followed by a two-branch space block encoder 20. The output is applied to antenna circuitry 30, which feeds antenna 31, and antenna 32. FIG. 1 shows only two antennas, but this is merely illustrative. Arrangements can be had with a larger number of antennas, and it should be understood that the principles disclosed herein apply with equal advantage to such arrangements.

25 TCM encoder 10 generates complex numbers that represent constellation symbols, and block encoder 20 encodes (adjacent) pairs of symbols in the manner described in the aforementioned 09/074,224 application. That is, symbols s_0 and s_1 , forming a pair, are sent to antenna 31 and antenna 32, respectively, and in the following time period symbols $-s_1^*$ and s_0^* are sent to antennas 31 and 32,
30 respectively. Thereafter, symbols s_2 and s_3 are sent to antenna 31 and 32, respectively, etc. Thus, encoder 20 creates channel diversity that results from

- 5 signals traversing from the transmitter to the receiver at different times and over different channels.

The signals transmitted by antennas 31 and 32 are received by a receiver after traversing the airlink and suffering a multiplicative distortion and additive noise. Hence, the received signals at the two consecutive time intervals during
 10 which the signals s_0 , s_1 , $-s_1^*$, and s_0^* are sent correspond to:

$$r_0(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0, \quad (1)$$

and

$$r_1(t) = h_1 s_0^* - h_0 s_1^* + n_1, \quad (2)$$

15

where h_0 represents the channel from antenna 31, h_1 represents the channel from antenna 32, n_0 is the received noise at the first time interval, and n_1 is the received noise at the second time interval.

The receiver comprises a receive antenna 40, a two-branch space block
 20 combiner 50, and a Viterbi decoder 60. The receiver also includes a channel estimator; but since that is perfectly conventional and does not form a part of the invention, FIG. 1 does not explicitly show it. The following assumes that the receiver possesses \tilde{h}_0 and \tilde{h}_1 , which are estimates of h_0 and h_1 , respectively. Thus, the received signals at the first and second time intervals are combined in element 50
 25 to form signals

$$\tilde{s}_0 = \tilde{h}_0^* r_0 + \tilde{h}_1 r_1^* \quad (3)$$

and

$$\tilde{s}_1 = \tilde{h}_1^* r_0 - \tilde{h}_0 r_1^*, \quad (4)$$

30 and those signals are applied to Viterbi decoder 60.

The Viterbi decoder builds the following metric for the hypothesized branch symbol s_i corresponding to the first transmitted symbol s_0 :

$$M(s_0, s_i) = d^2[\tilde{s}_0, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i].$$

(5)

Similarly, the Viterbi decoder builds the following metric for the hypothesized branch symbol s_i corresponding to the first transmitted symbol s_1 :

$$M(s_1, s_i) = d^2[\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i].$$

(6)

(Additional metrics are similarly constructed in arrangements that employ a larger number of antennas and a correspondingly larger constellation of signals transmitted at any one time.) If Trellis encoder 10 is a multiple TCM encoder, then the Viterbi decoder builds the following metric:

$$M[(s_0, s_1), (s_i, s_j)] = M(s_0, s_i) + M(s_1, s_j).$$

(7)

or equivalently,

$$M[(s_0, s_1), (s_i, s_j)] = d^2(r_0, \tilde{h}_0 s_i + \tilde{h}_1 s_j) + d^2(r_1, \tilde{h}_1 s_i - \tilde{h}_0 s_j).$$

(8)

The Viterbi decoder outputs estimates of the transmitted sequence of signals.

The above presented an illustrative embodiment. However, it should be understood that various modifications and alternations might be made by a skilled artisan without departing from the spirit and scope of this invention.

5 We claim:

1. A transmitter comprising:
a trellis encoder, and
a block encoder responsive to said trellis encoder and adapted to feed a
10 plurality of antennas.
2. The transmitter of claim 1 further comprising said plurality of antennas.
3. The transmitter of claim 1 where said trellis encoder is a multiple trellis
15 code modulation encoder.
4. The transmitter of claim 1 where the block encoder is a multi--branch
block encoder.
- 20 5. The transmitter of claim 1 where the block encoder is a space-time block
encoder.
6. The transmitter of claim 1 where said block encoder encodes sequences of
consecutive symbols developed by said trellis encoder.
25
7. A receiver comprising:
a receiving block combiner, and
a Viterbi decoder responsive to output signals of said block decoder.
- 30 8. The receiver of claim 7 where said combiner combines a frame of
received symbols, where the frame consists of n time slots and in each time slot
concurrently provides m symbols to said combiner.
9. The receiver of claim 8 where $n=m$.
- 35 10. The receiver of claim 9 where $n=m=2$.

5

11. The receiver of claim 8 where said combiner develops n signals that represent estimates of signals transmitted by a transmitter.

12. The receiver of claim 7 where said Viterbi decoder generates a separate
10 metric for soft decision of a transmitted symbol.

13. The receiver of claims 7 where the Viterbi decoder is a multiple trellis code modulation decoder 1

15 14. The receiver of claim 13 where said Viterbi decoder develops the metric

$$M[(s_0, s_1), (s_i, s_j)] = d^2(r_0, \tilde{h}_0 s_i + \tilde{h}_1 s_j) + d^2(r_1, \tilde{h}_1 s_i - \tilde{h}_0 s_j),$$
 where s_i is a hypothesized signal at a first time interval, s_j is a hypothesized signal at a second time interval, s_0 is a transmitted signal at the first time interval, where s_1 is a transmitted signal at the second time interval, \tilde{h}_0 is an estimate of channel characteristics between a
 20 transmitting antenna that transmits signal s_0 and a receiving antenna of said receiver, and \tilde{h}_1 is an estimate of channel characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_1 and said receiving antenna of said receiver.

15 15. The receiver of claim 7 where said Viterbi decoder develops the metric
 25
$$M(s_0, s_i) = d^2[\tilde{s}_0, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i]$$
 to recover the symbol s_0 , and the metric

$$M(s_1, s_i) = d^2[\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i]$$
 to recover the symbol s_1 , where s_i is a
 hypothesized signal at a first time interval, s_j is a hypothesized signal at a second
 time interval, s_0 is a transmitted signal at the first time interval, where s_1 is a
 transmitted signal at the second time interval, \tilde{h}_0 is an estimate of channel
 30 characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_0 and a
 receiving antenna of said receiver, and \tilde{h}_1 is an estimate of channel characteristics

- 5 between a transmitting antenna that transmits signal s_i and said receiving antenna of said receiver.

16. The receiver of claim 7 said Viterbi decoder develops the metric

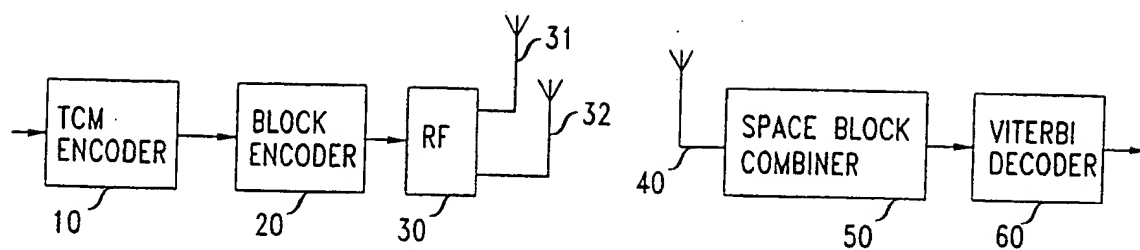
- $M[(s_0, s_1), (s_i, s_j)] = M(s_0, s_i) + M(s_1, s_j)$, where $M(s_0, s_i) = d^2[\tilde{s}_0, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i]$,
 10 $M(s_1, s_i) = d^2[\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_i]$, s_i is a hypothesized signal at a first time interval, s_j is a hypothesized signal at a second time interval, s_0 is a transmitted signal at the first time interval, where s_1 is a transmitted signal at the second time interval, \tilde{h}_0 is an estimate of channel characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_0 and a receiving antenna of said receiver, \tilde{h}_1 is an estimate of channel
 15 characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_1 and said receiving antenna of said receiver, \tilde{s}_0 is one signal developed by said combiner, and \tilde{s}_1 is another signal developed by said combiner.

17. The receiver of claim 7 where the combiner creates signals

- 20 $\tilde{s}_0 = \tilde{h}_0^* r_0 + \tilde{h}_1^* r_1$ and $\tilde{s}_1 = \tilde{h}_1^* r_0 - \tilde{h}_0^* r_1$, where r_0 is a received signal at one time interval, r_1 is a received signal at another time interval, \tilde{h}_0 is an estimate of channel characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_0 and a receiving antenna of said receiver, and \tilde{h}_1 is an estimate of channel characteristics between a transmitting antenna that transmits signal s_1 and said receiving antenna of
 25 said receiver.

1/1

FIG. 1



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2002-515214

(P2002-515214A)

(43) 公表日 平成14年5月21日 (2002. 5. 21)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

データベース (参考)

H 0 4 B 7/06

H 0 4 B 7/06

H 0 3 M 13/41

H 0 3 M 13/41

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平11-526313
 (86) (22) 出願日 平成10年10月16日 (1998. 10. 16)
 (85) 翻訳文提出日 平成11年6月30日 (1999. 6. 30)
 (86) 国際出願番号 P C T / U S 9 8 / 2 1 9 5 9
 (87) 国際公開番号 W O 9 9 / 2 3 7 6 6
 (87) 国際公開日 平成11年5月14日 (1999. 5. 14)
 (31) 優先権主張番号 6 0 / 0 6 3 , 7 9 4
 (32) 優先日 平成9年10月31日 (1997. 10. 31)
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)
 (31) 優先権主張番号 0 8 / 1 6 7 , 4 2 2
 (32) 優先日 平成10年10月6日 (1998. 10. 6)
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 エイ ティ アンド ティ ワイヤレス
 サービス インコーポレイテッド
 アメリカ合衆国 ワシントン州 レドモン
 ド ノース イースト エイティセブンス
 ストリート 14520
 (72) 発明者 アラモウチ シアヴァッシュ
 アメリカ合衆国 ワシントン州 カークラ
 ンド ジュアニタ ドライブ ノース イ
 ースト 11415
 (74) 代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

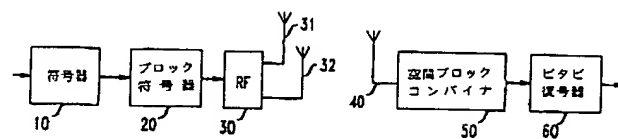
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線機器のための連結された空間符号の簡単な最尤検出

(57) 【要約】

トレリス符号器とその後続のブロック符号器を用いる送信機によって、フェージングの存在下でも良好な送信特性が実現される。これに対応して、受信機は、ビタビ復号器とその後続のブロック復号器とを備える。ブロック符号器および復号器は時間-空間ダイバーシチ符号化を利用する利点を有し、このために、例えば2つの送信機アンテナと1つの受信機アンテナとを利用する。

FIG. 1



【特許請求の範囲】

1. 送信機であって、

トレリス符号器と、

前記トレリス符号器に応じて、複数のアンテナに給電するようにされるブロック符号器と、

を備えることを特徴とする送信機。

2. 請求の範囲1に記載の送信機であって、前記複数のアンテナをさらに備えることを特徴とする送信機。

3. 請求の範囲1に記載の送信機であって、前記トレリス符号器がマルチプルトレリス符号化変調符号器であることを特徴とする送信機。

4. 請求の範囲1に記載の送信機であって、前記ブロック符号器がマルチブランチブロック符号器であることを特徴とする送信機。

5. 請求の範囲1に記載の送信機であって、前記ブロック符号器が空間-時間ブロック符号器であることを特徴とする送信機。

6. 請求の範囲1に記載の送信機であって、前記ブロック符号器が、前記トレリス符号器によって展開された連続するシンボルのシーケンスを符号化することを特徴とする送信機。

7. 受信機であって、

受信ブロックコンパイナと、

前記ブロックコンパイナの出力信号に応じるビタビ復号器と、

を備えることを特徴とする受信機。

8. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記コンパイナが受信シンボルのフレームを組み合わせ、フレームは n 個の時間スロットからなり、各時間スロットにおいて前記コンパイナに m 個のシンボルを同時に与えることを特徴とする受信機。

9. 請求の範囲8に記載の受信機であって、 $n = m$ であることを特徴とする受信機。

10. 請求の範囲9に記載の受信機であって、 $n = m = 2$ であることを特徴と

する受信機。

11. 請求の範囲8に記載の受信機であって、前記コンパイナが、送信機によって送信された信号の推定値を表す n 個の信号を展開することを特徴とする受信機。

12. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記ビタビ復号器が送信されたシンボルの柔軟な決定について別個のメトリックを生成することを特徴とする受信機。

13. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記ビタビ復号器がマルチプルトレリス符号化変調復号器1であることを特徴とする受信機。

14. 請求の範囲13に記載の受信機であって、前記ビタビ復号器が、メトリック $M[(s_0, s_1), (s_i, s_j)] = d^2(r_0, \tilde{h}_0 s_i + \tilde{h}_1 s_j) + d^2(r_1, \tilde{h}_1 s_i^* - \tilde{h}_0 s_j^*)$ を展開し、ここで、 s_i は第1の時間間隔における仮の信号

であり、 s_j は第2の時間間隔における仮の信号、 s_0 は第1の時間間隔において送信された信号、 s_1 は第2の時間間隔において送信された信号、 \tilde{h}_0 は信号

s_0 を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値、 \tilde{h}_1 は信号 s_1 を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値であることを特徴とする受信機。

15. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記ビタビ復号器がメトリック $M(s_0, s_1) = d^2[\tilde{s}_0, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2) s_1]$ を展開してシンボル s_0 を復元するとともに、メトリック $M(s_1, s_i) = d^2[\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2) s_i]$ を展開してシンボル s_i を復元し、ここで、 s_i は第1の時間間隔における仮の信号であり、 s_j は第2の時間間隔における仮の信号、 s_0 は第1の時間間隔において送信された信号、 s_1 は第2の時間間隔において送信された

信号、 \tilde{h}_0 は信号 s_0 を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値、 \tilde{h}_1 は信号 s_1 を送信する送信アンテナと前記受信

機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値であることを特徴とする受信機。

16. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記ビタビ復号器がメトリック
 $M[(s_0, s_1), (s_1, s_2)] = M(s_0, s_1) + M(s_1, s_2)$ を展開し、ここ

で、 $M(s_0, s_1) = d^2 [\tilde{s}_0, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_1]$ 、 $M(s_1, s_1) = d^2 [\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2)s_1]$ であって、 s_1 は第1の時間間隔における仮の信号で

あり、 s_2 は第2の時間間隔における仮の信号、 s_0 は第1の時間間隔において送信された信号、 s_1 は第2の時間間隔において送信された信号、 \tilde{h}_0 は信号 s

を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値、 \tilde{h}_1 は信号 s_1 を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値、 \tilde{s}_0 は前記コンバイナによって展開されたある信号、 \tilde{s}_1 は前記コンバイナによって展開された別の信号であることを特徴

とする受信機。

17. 請求の範囲7に記載の受信機であって、前記コンバイナが信号 $\tilde{s}_0 = \tilde{h}_0^* r_0 + \tilde{h}_1 r_1^*$ および $\tilde{s}_1 = \tilde{h}_1^* r_0 - \tilde{h}_1 r_1^*$ を形成し、ここで、 r_0 はある時

間間隔において受信された信号、 r_1 は別の時間間隔において受信された信号、 \tilde{h}_0 は信号 s_0 を送信する送信アンテナと前記受信機の受信アンテナとの間のチャネル特性の推定値、 \tilde{h}_1 は信号 s_1 を送信する送信アンテナと前記受信機の受

信アンテナとの間のチャネル特性の推定値であることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

無線機器のための連結された空間符号の簡単な最尤検出

関連出願の参照

この出願は、1997年10月31日に米国仮出願第60/063,794号の恩典を主張するものである。

発明の背景

本発明は無線通信に関し、特に、フェージングやその他の劣化が存在する際の効果的な無線通信のための技術に関する。

無線電波チャネルにおけるマルチパスフェージングを緩和するのに最も効果的な技術は、送信機の電力を制御することで送信機側でフェージングの影響を打ち消すことである。つまり、送信機（リンクの一方側）においてチャネルの状況が分かっているならば、送信機で信号を予めひずませて、受信機（他方側）でチャネルの影響を克服するというものである。しかし、この手法には2つの基本的な問題がある。第1の問題は、送信機のダイナミックレンジである。送信機が x デシベルのフェージングを克服するには、その電力を x デシベルだけ増大させなくてはならず、放射電力の制限や増幅器のサイズおよびコストの面からほとんどの場合、実用的ではない。第2の問題は、送信機には受信機によって認識されるチャネルの情報が（送信機が同じチャネルを介して既知である別の送信機から電力を受信する時分割デュプレックスシステム以外は）ないことである。そのため、チャネル特性に基づいて送信機を制御したい場合には、チャネル情報を受信機から送信機に送らなければならない、その結果、スループットが低下し、送信機も受信機もますます複雑になってしまう。

他の効果的な技術に、時間および周波数ダイバーシチがある。符号化とともに時間インターリーブを利用することで、ダイバーシチを改善することができる。周波数ホッピングおよびスペクトル拡散も同様である。しかし、時間インターリーブは、チャネルがゆっくりと変化する場合には不必要に大きな遅延を

生じる。同様に、周波数ダイバーシチ技術も、チャネルのコヒーレント帯域幅が大きい場合には効果的ではない（遅延スプレッドが小さい）。

散乱のある環境ではほとんどの場合、マルチパスフェージングの影響を低減するのにアンテナダイバーシチが最も実用的で効果的な技術であることは周知である。アンテナダイバーシチの典型的な手法は、受信機側で多数のアンテナを使用し、組合わせ（または選択）を行って受信信号の質を改善するものである。

IS-136およびGSM等の現在の無線通信システムにおける受信機ダイバーシチの手法を使用することによる主な問題は、受信機のコスト寸法、電力消費に関する制約である。寸法、重量、およびコストが押さえられるのが最良であることは明らかである。受信機に多数のアンテナおよびRFチェーン（または選択および切り替え回路）を加えるのは、現在のところ実現に適してはいない。そのため、ダイバーシチ技術は、基地局に多数のアンテナ（および受信機）を備えて上り回線の（受信機から基地局への）送信の質を向上させることにのみ応用されることが多い。基地局は何千という受信機に対応することが多いため、受信機ではなく基地局に機器を加える方が経済的である。

最近、送信機のダイバーシチに関していくつか興味深い手法が提案されている。A. ウィットネベン(Wittneben)は、遅延ダイバーシチ機構を提案している("Base Station Modulation Diversity for Digital SIMULCAST,"Proceeding of the 1991 IEEE Vehicular Technology Conference(第41回VTC), 848-853頁、1991年5月; および"A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme For Linear Digital Modulation,"Proceeding of the 1993 IEEE International Conference on Communications(IICC'93), 1630-1634頁、1993年5月)。この提案によると、基地局が1つのアンテナを介してシンボルシーケンスを送信し、同じシンボルシーケンスを（しかし遅延させて）別のアンテナを介して送信する。

1995年12月26日にナンビラジャン・セシャドリ(Nambirajan Seshadri)に発行された米国特許第5,479,448号では、符号シーケンスが2つのアンテナを介して送信される同様の機構が開示されている。符号シーケ

ンスは、サイクリングスイッチを介する経路をとり、このスイッチが種々のアンテナに各符号を連続して振り分ける。同じシンボルのコピーが異なる時間に複数

のアンテナを介して送信されるため、空間および時間ダイバーシチの両方が得られる。その後、最尤シーケンス推定器 (MLSE) または最小自乗平均誤差 (MMSE) 等化器を使用して、マルチパスによるひずみを解決し、ダイバーシチ利得を得る。N. セシャドリ、J. H. ウィンタース (Winters) による "Two Signaling Schemes for Improving the Error Performance of FDD Transmission Systems Using Transmitter Antenna Diversity," "Proceeding of the 1993 IEEE Vehicular Technology Conference (第43回VTC)、508-511頁、1993年5月、およびJ. H. ウィンタースによる "The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading," "Proceeding of the 1994 ICC/SUPERCOMM, ニューオーリンズ、Vol.2、1121-1125頁、1994年5月、を参照されたい。

さらに、(1996年11月7日に出願された仮出願に基づく) 1997年4月25日出願の米国特許出願第08/847635号において、タロク (Tarokh)、セシャドリ、カルダーバンク (Calderbank) およびナグイブ (Naguib) が興味深い手法を開示している。それによると、それらを介してシンボルが同時に送信されるアンテナによってシンボルが符号化され、最尤復号器を用いて復号される。つまり、送信機におけるプロセスで情報を M_1 ビット (M_1 は M_2 の倍数、すなわち $M_1 = k \cdot M_2$ である) のブロックで処理する。これにより、 M_2 ビットからなる連続する群の各々を情報シンボルに変換し (その結果、 k 個の情報シンボルが生成される)、 k 個の情報シンボルからなる各シーケンスを n 個のチャネル符号に符号化し (その結果、 k 個の情報シンボルからなる各シーケンスについて n 個のチャネル符号からなる群を展開する)、符号群の各符号を異なるアンテナに与える。

"Transmitter Diversity Technique for Wireless Communications" と題して1998年5月5日に出願されたアラモウチ (Alamouti) およびタロクによる米国特許出願第09/074, 224号にはさらに別の手法が開示されており、それによると、否定と共役のみを用いてシンボルが符号化され、チャネル

ダイバーシチを用いる態様で送信される。

1997年7月17日に出願された仮出願第60/052,689号に基づいて1998年7月14日に“Combined Array Processing and Space-Time Coding”と題して上述の発明者らが出願した米国出願にもさらに別の手法が開示されており、それによると、シンボルを群に分割し、各群を別個のアンテナ群を介して送信し、積符号の1要素である群符号Cで符号化する。

概要

トレリス符号器およびブロック符号器を用いる送信機によって当該分野における進歩が実現される。これに対応して、受信機はビタビ復号器およびブロック復号器を含む。ブロック符号器および復号器は時間-空間ダイバーシチ符号化を利用するという利点を有し、このために例えば2つの送信機アンテナと1つの受信機アンテナを使用する。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の原理に従う一実施形態のブロック図を示す。

詳細な説明

図1は、本発明の原理による構成のブロック図である。この構成は、トレリス符号化変調(TCM)符号器10と、後続の2ブランチ空間ブロック符号器20とを備える。その出力はアンテナ回路30に与えられ、そこからアンテナ31およびアンテナ32に与えられる。図1にはアンテナが2つしか示されていないが、これは単に一例に過ぎない。より多くのアンテナを備える構成も可能であり、ここに開示される原理はこのような構成にも同じように有利に適用されることが理解されるであろう。

TCM符号器10は、シンボル群を表す複素数を生成し、ブロック符号器20は、隣接するシンボル対を上述の出願第09/074,224号と同じ態様で符号化する。つまり、対を成すシンボル s_0 および s_1 がそれぞれアンテナ31およびアンテナ32に送られ、その後の期間でシンボル s_1^* および S_0^* が

それぞれアンテナ31および32に送られる。その後、シンボル s_2 および s_3 がそれぞれアンテナ31および32に送られ、以下同様である。このように、符号器20は、送信機から受信機へ異なる時間に異なるチャネルを介して移動する信

号によるチャネルダイバーシチをもたらす。

アンテナ31および32によって送信された信号は、空中を渡り、倍増するひずみを受け、ノイズが加わって、受信機に受信される。従って、信号 s_0 、 s_1 、 $-s_1^*$ および s_0^* が送信される2つの連続する時間間隔で受信される信号は以下の式に対応する。

$$r_0(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0, \quad (1)$$

$$r_1(t) = h_1 s_0^* - h_0 s_1^* + n_1, \quad (2)$$

ここで、 h_0 はアンテナ31からのチャネルを表し、 h_1 はアンテナ32からのチャネル、 n_0 は第1の時間間隔で受信したノイズ、 n_1 は第2の時間間隔で受信したノイズを表す。

受信機は、受信アンテナ40と、2ブランチ空間ブロックコンバイナ50と、ビタビ復号器60とを備える。受信機はさらに、チャネル推定器を備えるが、これは完全に従来のものであり、本発明の一部ではないため、図1には明示的には示されていない。以下、受信機が、それぞれ h_0 と h_1 の推定値である \hat{h}_0 と \hat{h}_1 を有すると仮定する。したがって、第1および第2の時間間隔で受信さ

れた信号は要素50で組み合わせられて以下の信号を形成する。

$$\tilde{s}_0 = \hat{h}_0^* r_0 + \hat{h}_1 r_1^* \quad (3)$$

$$\tilde{s}_1 = \hat{h}_1^* r_0 - \hat{h}_0 r_1^* \quad (4)$$

これらの信号が、ビタビ復号器60に与えられる。

ビタビ復号器は、最初に送信されるシンボル s_0 に対応する仮のブランチシンボル s_1 について以下のメトリックを構築する。

$$M(s_0, s_1) = d^2 [\tilde{s}_0, (|\hat{h}_0|^2 + |\hat{h}_1|^2) s_1]$$

同様に、ビタビ復号器は、最初に送信されるシンボル s_1 に対応する仮のブラン
チシンボル s_1 について以下のメトリックを構築する。

$$M(s_1, s_1) = d^2 [\tilde{s}_1, (|\tilde{h}_0|^2 + |\tilde{h}_1|^2) s_1] \quad (6)$$

(より多くのアンテナを用い、そのため一度に送信される信号群がより大きい構
成では、さらなるメトリックを同様に構築する。) トレリス符号器 10 がマルチ
プルTCM符号器である場合には、ビタビ復号器は以下のメトリックを構築する
。

$$M[(s_0, s_1), (s_1, s_j)] = M(s_0, s_1) + M(s_1, s_j) \quad (7)$$

または、等価に、

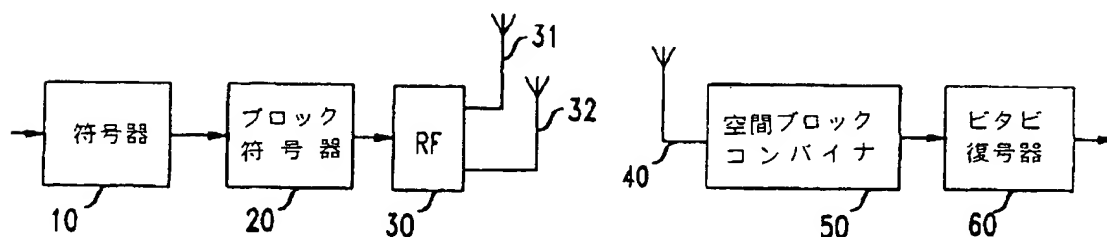
$$M[(s_0, s_1), (s_1, s_j)] = d^2 (r_0, \tilde{h}_0 s_1 + \tilde{h}_1 s_j) + d^2 (r_1, \tilde{h}_1 s_1^* - \tilde{h}_0 s_j^*) \quad (8)$$

ビタビ復号器は、送信される信号シーケンスの推定値を出力する。

例示的な実施形態を説明してきたが、本発明の精神および範囲から逸脱するこ
となく、当業者には種々の変形および変更が可能であることが理解されるであろ
う。

【図 1】

FIG. 1



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/US 98/21959

| | | |
|--|--|--|
| A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER | | |
| IPC 6 | H04B7/06 | H04L1/00 H04L25/03 H04L1/06 |
| According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC | | |
| B. FIELDS SEARCHED | | |
| Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) | | |
| IPC 6 H04B H03M H04L | | |
| Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched | | |
| Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) | | |
| C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
| Category | Creation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| X | <p>SESHADRI N ET AL: "SPACE-TIME CODES FOR WIRELESS COMMUNICATION: CODE CONSTRUCTION" 1997 IEEE 47TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, PHOENIX, MAY 4 - 7, 1997, vol. 2, no. CONF. 47, 4 May 1997, pages 637-641, XP000736685</p> <p>INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, New York, USA.</p> <p>see abstract</p> <p>see page 637, left-hand column, paragraph 3 - paragraph 4</p> <p>section 2</p> <p>section 3</p> <p>section 4</p> <p>---</p> <p>-/-</p> | 1,2,6,7 |
| <input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex. | | |
| * Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "Z" document member of the same patent family | | |
| Date of the actual completion of the international search | | Date of mailing of the international search report |
| 16 April 1999 | | 20/05/1999 |
| Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040. Tx. 31 651 epo nl. Fax: (+31-70) 340-3016 | | Authorized officer |
| | | Langinieux, F |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/US 98/21959

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|------------|---|-----------------------|
| X | SESHADRI N ET AL: "ADVANCED TECHNIQUES FOR MODULATION, ERROR CORRECTION, CHANNEL EQUALIZATION, AND DIVERSITY" AT & T TECHNICAL JOURNAL, vol. 72, no. 4, 1 July 1993, pages 48-63, XP000415859 page 57, section "Diversity using multiple transmit antennas" see page 58, last paragraph --- | 1,2,6,7 |
| P,X | ALAMOUTI S M: "A simple transmit diversity technique for wireless communications" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, OCT. 1998, IEEE, USA, vol. 16, no. 8, pages 1451-1458, XP002100058 ISSN 0733-8716 the whole document --- | 1-17 |
| P,X | W0 97 41670 A (AT & T CORP) 6 November 1997 cited in the application see abstract see page 3, line 39 - line 32 see page 29, line 5 - line 14 page 26, section N page 29, section P, i page 33, section Q page 34, section S see figures 17,18,21,22 --- | 1-13 |
| P,X | TAROKH V ET AL: "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction" IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, vol. 44, no. 2, March 1998, pages 744-765, XP002089112 see abstract section G --- | 1,2 |
| A | W0 97 24849 A (ERICSSON GE MOBILE INC) 10 July 1997 see abstract see figure 2 see page 1, line 22 - page 2, line 25 see page 5, line 26 - line 28 see page 12, line 18 - page 13, line 1 see page 13, line 14 - line 15 see page 14, line 24 - page 15, line 6 --- | 1-13 |

-/--

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

In International Application No
PCT/US 98/21959

| C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
|--|---|-----------------------|
| Category | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| A | TAROKH V ET AL: "SPACE-TIME CODES FOR HIGH DATA RATE WIRELESS COMMUNICATION: PERFORMANCE CRITERIA" 1997 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, MONTREAL, JUNE 8 - 12, 1997, vol. 1, 8 June 1997, pages 299-303, XP000740249 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, New York, USA. see abstract | 1,2,6 |
| E | WO 99 14871 A (AT & T WIRELESS SERVICES INC) 25 March 1999 cited in the application the whole document | 1-17 |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 98/21959

| Patent document cited in search report | Publication date | Patent family member(s) | Publication date |
|---|---------------------|--|--|
| WO 9741670 A | 06-11-1997 | AU 2744097 A EP 0906669 A | 19-11-1997 07-04-1999 |
| WO 9724849 A | 10-07-1997 | AU 1423897 A CA 2241691 A EP 0872095 A | 28-07-1997 10-07-1997 21-10-1998 |
| WO 9914871 A | 25-03-1999 | NONE | |

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY,
DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I
T, LU, MC, NL, PT, SE), CA, JP, M
X

(72)発明者 プーン パトリック

中華人民共和国 香港 ラムティン シー
ンウェイ ガーデنز ブロック 17 フ
ラット エイチ フォーティーンズ フロ
アー

(72)発明者 タロク バヒッド

アメリカ合衆国 ニュー ジャージー州
ハッケンサック ジョンソン アベニュー
211 アパートメント # 2エフ

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☒ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.